

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2000-306745

(43)Date of publication of application : 02.11.2000

(51)Int.Cl.

H01F 27/34
H01F 27/32
H01F 30/00
// H02M 7/06

(21)Application number : 11-111537

(71)Applicant : TAMURA SEISAKUSHO CO LTD

(22)Date of filing : 20.04.1999

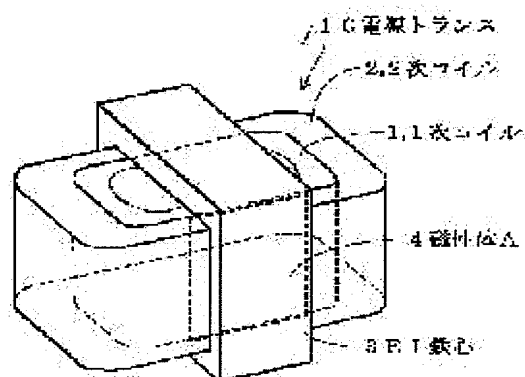
(72)Inventor : KUROSE MASAKUNI
OTSUKI SHOJI

(54) POWER TRANSFORMER

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a power transformer which suppresses the peak value of a primary-side AC current and reduces higher harmonic components, even when used as the power source of a capacitor input type rectifying circuit.

SOLUTION: One or more magnetic bodies A4 mounted opposite to the side legs of an EI iron core 3 between a primary coil 1 and a secondary coil 2 of the power transformer 10 form magnetic paths between magnetic bodies A4 and the center leg of the EI iron core 3, and the magnetic bodies A4 and the side legs of the EI iron core 3. Leakage magnetic flux of those magnetic paths are gives the same function as those of the addition of reactors in series with the primary coil 1 and the secondary coil 2 of the power transformer 10. The power transformer 10 having those virtual reactors is used to enable even a capacitor input type to operate equally to a choke input type rectifying circuit.



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2000-306745

(P2000-306745A)

(43) 公開日 平成12年11月2日 (2000. 11. 2)

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テマコード* (参考)
H 0 1 F 27/34		H 0 1 F 27/34	5 E 0 4 4
27/32		27/32	C 5 E 0 5 8
30/00		H 0 2 M 7/06	P 5 H 0 0 6
// H 0 2 M 7/06		H 0 1 F 31/00	M
			A

審査請求 未請求 請求項の数 1 O L (全 5 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願平11-111537

(22) 出願日 平成11年4月20日 (1999. 4. 20)

(71) 出願人 390005223

株式会社タムラ製作所

東京都練馬区東大泉 1 丁目19番43号

(72) 発明者 黒瀬 正訓

埼玉県坂戸市千代田 5 丁目 5 番30号 株式
会社タムラ製作所埼玉事業所内

(72) 発明者 大槻 章次

埼玉県坂戸市千代田 5 丁目 5 番30号 株式
会社タムラ製作所埼玉事業所内

(74) 代理人 100081259

弁理士 高山 道夫

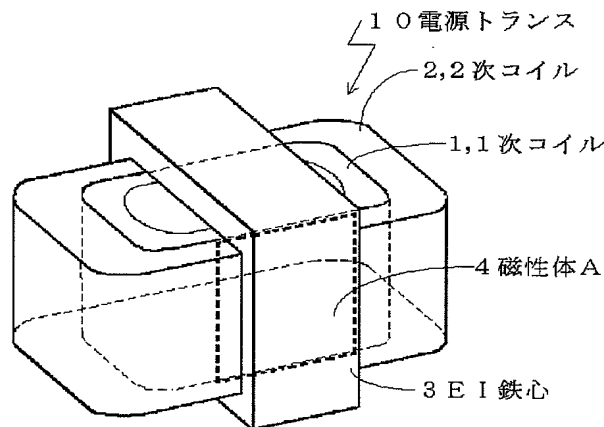
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電源トランス

(57) 【要約】

【課題】 コンデンサ入力型の整流回路の場合はチョーク入力型の整流回路とは異なって、コンデンサ充電電流はピーク電流値の高い高調波成分の多い電流となり、電源トランスの1次側である電源電圧波形を歪ませるという課題があった。

【解決手段】 電源トランス10の1次コイル1-2次コイル2間でE I 鉄心3の側脚に対向する位置に1枚または複数枚の装着した磁性体A4により、磁性体A4とE I 鉄心3の中央脚との間、および磁性体A4とE I 鉄心3の側脚との間に、磁路を形成する。これらの磁路による漏洩磁束により、電源トランス10の1次コイル1と2次コイル2に直列にリアクトルを付加したことと同じ機能をもたせる。これらの仮想的なリアクトルを有する電源トランス10を使用することにより、コンデンサ入力型でもチョーク入力型の整流回路と同等の働きをさせることができる。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 E I 鉄心 (3) の中央脚の内側に 1 次コイル (1) を外側に 2 次コイル (2) 又はその逆を同心配置した電源トランスにおいて、1 次コイル (1) - 2 次コイル (2) 間で E I 鉄心 (3) の側脚に対向する位置にコイルの巻幅とほぼ等しい幅の磁性体を 1 枚又は複数枚を装着したことを特徴とする電源トランス。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、コンデンサ入力型の整流回路の電源として使用される電源トランスに関する。

【0002】

【従来の技術】従来、E 型鉄心及び I 型鉄心からなる E I 型鉄心の中央脚に 1 次コイル及び 2 次コイルが巻装された電源トランスが多く用いられている。

【0003】図 6 は従来例における電源回路の回路図であり、図 7 は従来例における電源トランスの 1 次側の電圧電流波形図である。図において、E は交流電源、T は電源トランス、D は整流器、C はコンデンサ、RL は負荷、V_{1a'} は 1 次側交流電圧、I_{1a'} は 1 次側交流電流、I_{2a'} は 2 次側交流電流である。整流器 D の入力端子は電源トランス T の 2 次側に接続されて入力電流の全波整流を行う。出力端子には負荷 RL と出力電圧を平滑するためのコンデンサ C が接続されている。負荷 RL に負荷電流が流れるときは、整流器 D を介してコンデンサ C が充電され、この高いピーク電流値を持つコンデンサ C の充電電流と同一の 2 次側交流電流 I_{2a'} が電源トランス T の 2 次側に流れ、さらに相互誘導により 2 次側交流電流 I_{2a'} と相似形の 1 次側交流電流 I_{1a'} が流れる。

【0004】これらの電源トランス T の 1 次側と 2 次側は電磁的結合が良い (= 結合係数が大きい) ため、整流器 D を介してコンデンサ C に充電する充電電流を抑制するインピーダンス (インダクタンスを含む) が小さい。従って、電源トランス T の 1 次側に流れる 1 次側交流電流 I_{1a'} は充電電流に対応したピーク値が高い電流である。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】図 7 に示されているように、従来の電源トランスがコンデンサ入力型の整流回路の電源として使用された場合は、電源トランス T の 1 次側に流れる 1 次側交流電流 I_{1a'} はピーク値が高く、高調波成分の多い電流となる。これは、電源システムの力率を悪くし、電源電圧波形を歪ませる等の課題があった。

【0006】本発明はこのような点に鑑みてなされたものであり、コンデンサ入力型の整流回路の電源として使用された場合でも、1 次側交流電流のピーク値を抑制し、高調波成分を少なくする電源トランスを提供することを目的とする。

【0007】

【課題を解決するための手段】電源トランス 10 の 1 次コイル 1 - 2 次コイル 2 間で E I 鉄心 3 の側脚と対向する位置に装着した磁性体により、磁性体と E I 鉄心 3 の中央脚との間、および磁性体と E I 鉄心 3 の側脚との間に、磁路を形成する。これらの磁路による漏洩磁束は電源トランス 10 の 1 次コイル 1 と 2 次コイル 2 との電磁的結合を悪く (= 結合係数が小さい) し、電源トランス 10 の 1 次コイル 1 と 2 次コイル 2 に直列リアクタンスを付加したことと同じ機能をもたせることができる。

【0008】

【発明の実施の形態】上記課題を解決するために本発明の電源トランスは、E I 鉄心 3 の中央脚の内側に 1 次コイル 1 を外側に 2 次コイル 2 又はその逆を同心配置した電源トランスにおいて、1 次コイル 1 - 2 次コイル 2 間で E I 鉄心 3 の側脚に対向する位置にコイルの巻幅とほぼ等しい幅の磁性体を 1 枚又は複数枚を装着したことに特徴を有している。

【0009】

【実施例】以下、本発明の一実施例を図面に基づいて説明する。図 1 は本発明の 1 実施例における電源トランスの斜視図であり、図 2 は本発明の 1 実施例における電源トランスの断面図と 2 次ボビン、磁性体の斜視図である。図において、10 は電源トランス、1 は 1 次コイル、2 は 2 次コイル、3 は E I 鉄心、4 は磁性体 A、6 は 2 次ボビンである。磁性体 A 4 は、コイル幅とほぼ等しい長方形の方向性ケイ素鋼板、無方向性ケイ素鋼板等である。この磁性体 A 4 を E I 鉄心 3 の中央脚の内側に配置された 1 次コイル 1 と外側に配置された 2 次コイル 2 との間で E I 鉄心 3 の側脚に対向する位置に少なくとも 1 枚以上装着する。2 次ボビン 6 は E I 鉄心 3 と電源トランス 10 の巻線との間に位置している。

【0010】電源トランス 10 の E I 鉄心 3 の中央脚の内側に配置された 1 次コイル 1 と外側に配置された 2 次コイル 2 との間で E I 鉄心 3 の側脚に対向する位置に装着された磁性体 A 4 は、E I 鉄心 3 の中央脚と E I 鉄心 3 の側脚との間に各々磁路を形成する。

【0011】磁性体 A 4 と E I 鉄心 3 の中央脚とにより形成した磁路が 1 次コイル 1 を貫通するために 1 次コイル 1 に付与された仮想的なリアクトルとなり、磁性体 A 4 と E I 鉄心 3 の側脚により形成した磁路が 2 次コイル 2 を貫通するために 2 次コイル 2 に付与された仮想的なリアクトルになる。また、この 1 次コイル 1、2 次コイル 2 に付与される仮想的なリアクトルの大きさは、磁性体 A 4 の形状を変更することによって、大きく変化させることが可能である。

【0012】図 3 は本発明の他の実施例における電源トランスの断面図と 2 次ボビン、磁性体の斜視図である。図において、5 は磁性体 B であり、コイル幅とほぼ等しい断面コ字形状の方向性ケイ素鋼板、無方向性ケイ素鋼板

等である。この磁性体 B 5 を鉄心 3 の中央脚の内側に配置された 1 次コイル 1 と外側に配置された 2 次コイル 2 との間で E I 鉄心 3 の側脚に対向する位置に少なくとも 1 枚以上装着する。磁性体 B 5 以外は図 1、図 2 と同じであるので、説明は省略する。

【0013】図 4 は本発明の 1 実施例における電源回路の等価回路図であり、図 5 は本発明の 1 実施例における電源トランスの 1 次側の電圧電流波形図である。図において、E は交流電源、T は電源トランス、L1 は 1 次コイル 1 に付与された電源トランス T の 1 次側リアクトル、L2 は 2 次コイル 2 に付与された電源トランス T の 2 次側リアクトル、D は整流器、C はコンデンサ、RL は負荷、V1a は 1 次側交流電圧、I1a は 1 次側交流電流、I2a は 2 次側交流電流である。

【0014】整流器 D の入力端子は電源トランス T の 2 次側に接続されて入力電流の全波整流を行う。出力端子には負荷 RL と出力電圧を平滑するためのコンデンサ C が接続されている。負荷 RL に負荷電流が流れるときは、整流器 D を介してコンデンサ C が充電され、コンデンサ C の充電電流と同一の 2 次側電流が電源トランス T の 2 次側に流れ、さらに相互誘導により 2 次側電流と相似形の 1 次側電流が流れることになる。このときのコンデンサ C の充電電流は、リアクトル L1 およびリアクトル L2 によって、ピーク電流値が抑制され、従って、2 次側交流電流 I2a も 1 次側交流電流 I1a もピーク電流値が抑制される。

【0015】このため、1 次側交流電流 I1a はピーク値の低い高調波成分の少ない電流となる。図 7 と比較して、1 次側交流電流 I1a はピーク値の低い高調波成分の少ない電流である。

【0016】従って、2 次側にコンデンサ入力型の整流回路を接続した場合、コンデンサ C を充電する 2 次側交流電流 I2a のピーク値を抑制し、1 次側交流電流 I1a のピーク電流値を抑制することにより高調波成分の少ない電流とし、電源電圧波形を歪ませたり、送電線の損失を増大させることが低減できる。

【0017】

【発明の効果】上記説明したように、本発明の電源トランスは、E I 鉄心 3 の中央脚の内側に 1 次コイル 1 を外側に 2 次コイル 2 又はその逆を同心配置した電源トランスにおいて、1 次コイル 1 - 2 次コイル 2 間で E I 鉄心 3 の側脚に対向する位置にコイルの巻幅とほぼ等しい幅の磁性体を 1 枚又は複数枚を装着したことにより、電源トランス 10 の 1 次コイル 1 と 2 次コイル 2 に直列にリアクトルを付加したことと等価となるので、出力側にコ

ンデンサ入力型の整流回路を接続した場合でも、コンデンサの充電電流を抑制し、1 次側および 2 次側を流れる電流のピーク電流値を抑制して高調波成分の少ない電流とすることができる。また、磁性体の形状を変更することによって、リアクトルの値を大きく変化させることが可能であり、電源トランス 10 に接続される負荷 RL の変化に容易に対応させることができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の 1 実施例における電源トランスの斜視図である。

【図 2】(a) は本発明の 1 実施例における電源トランスの断面図、(b) は 2 次ボビンの斜視図、(c) は磁性体の斜視図である。

【図 3】(a) は本発明の他の実施例における電源トランスの断面図、(b) は 2 次ボビンの斜視図、(c) は磁性体の斜視図である。

【図 4】本発明の 1 実施例における電源回路の回路図である。

【図 5】本発明の 1 実施例における電源トランスの 1 次側の電圧電流波形図である。

【図 6】従来例における電源回路の回路図である。

【図 7】従来例における電源トランスの 1 次側の電圧電流波形図である。

【符号の説明】

10 電源トランス

1 1 次コイル

2 2 次コイル

3 E I 鉄心

4 磁性体 A

5 磁性体 B

6 2 次ボビン

E 交流電源

T 電源トランス

L1 リアクトル

L2 リアクトル

D 整流器

C コンデンサ

RL 負荷

V1a 1 次側交流電圧

I1a 1 次側交流電流

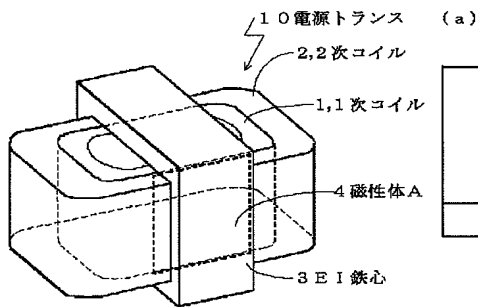
I2a 2 次側交流電流

V1a' 1 次側交流電圧

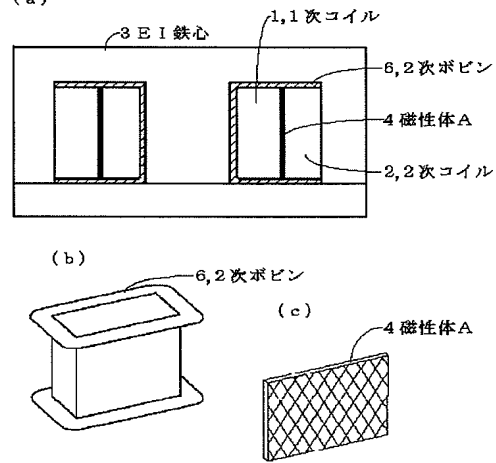
I1a' 1 次側交流電流

I2a' 2 次側交流電流

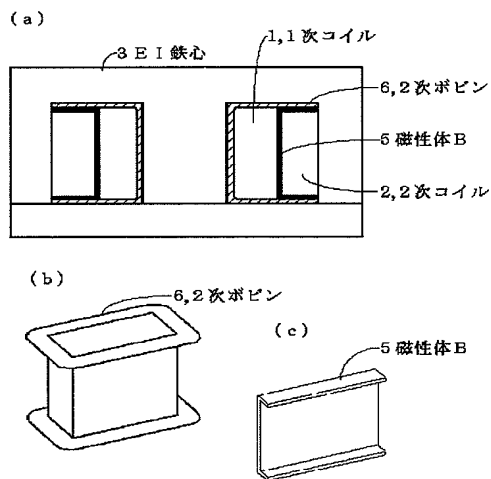
【図1】



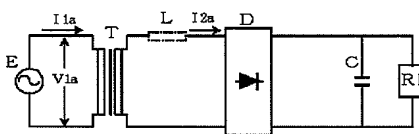
【図2】



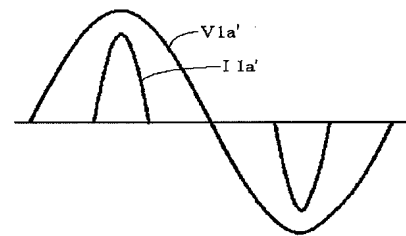
【図3】



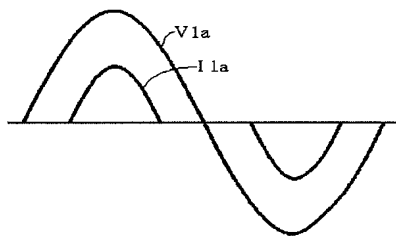
【図4】



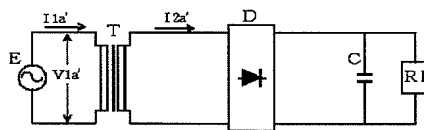
【図7】



【図5】



【図6】



フロントページの続き

(51) Int. Cl. ⁷	識別記号	F I H O 1 F 31/00	テーマコード (参考) R
F ターム (参考)	5E044 DA01 5E058 BB09 BB19 5H006 AA02 CB01 CC01 DA02 HA09 HA84		